

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2003年 5月29日

出 願 番 号

Application Number:

特願2003-152081

[ST.10/C]:

[JP2003-152081]

出 願 人

Applicant(s):

株式会社東芝

2003年 6月24日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3049444

【書類名】 特許願

【整理番号】 13B0330181

【提出日】 平成15年 5月29日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03D 9/00

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝  
                            研究開発センター内

    【氏名】 大高 章二

【特許出願人】

    【識別番号】 000003078

    【氏名又は名称】 株式会社東芝

【代理人】

    【識別番号】 100089118

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 酒井 宏明

【先の出願に基づく優先権主張】

    【出願番号】 特願2002-280739

    【出願日】 平成14年 9月26日

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 036711

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

    【物件名】 図面 1

    【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 周波数変換器および無線送受信機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 周波数変換される信号が入力される相互コンダクタンス回路の出力電流が局部発振信号により駆動される電流スイッチ回路を介して出力信号を得る周波数変換器において、

前記相互コンダクタンス回路と前記電流スイッチ回路の間に、インダクタおよびキャパシタから成る電力整合回路を挿入することを特徴とした周波数変換器。

【請求項 2】 入力点を有し、当該入力点に入力された第 1 の周波数の電流を局部発振信号に応じたスイッチング動作によって第 2 の周波数に変換して出力する電流スイッチ回路と、

出力点を有し、前記第 1 の周波数を有する入力信号に応じて前記出力点に流れる電流を変化させる相互コンダクタンス回路と、

前記入力点と前記出力点との間に設けられるとともに、少なくともインダクタを有する電力整合回路と、

を備えたことを特徴とする周波数変換器。

【請求項 3】 前記電流スイッチ回路は、双方のエミッタが前記入力点に接続されるとともに、双方のベース間に前記局部発振信号が入力される第 1 および第 2 のトランジスタを備え、

前記相互コンダクタンス回路は、ベースに前記入力信号を入力し、コレクタが前記出力点に接続された第 3 のトランジスタを備えたことを特徴とする請求項 2 に記載の周波数変換器。

【請求項 4】 前記電力整合回路は、一端が前記第 1 および第 2 のトランジスタのエミッタに接続され他端が接地された第 1 のキャパシタと、

一端が前記第 3 のトランジスタのコレクタに接続され他端が接地された第 2 のキャパシタと、

一端が第 1 および第 2 のトランジスタのエミッタに接続され他端が前記第 3 のトランジスタのコレクタに接続されたインダクタと、

を備えたことを特徴とする請求項 3 に記載の周波数変換器。

【請求項 5】 記電力整合回路は、モノリシック集積回路の一部として形成されたインダクタを有することを特徴とする請求項 1～4 のいずれか一つに記載の周波数変換器。

【請求項 6】 前記電力整合回路は、インダクタとキャパシタによって構成されるインダクティブ回路であることを特徴とする請求項 1～5 のいずれか一つに記載の周波数変換器。

【請求項 7】 前記インダクティブ回路は、モノリシック集積回路の一部として形成されたインダクタおよびキャパシタを有することを特徴とする請求項 6 に記載の周波数変換器。

【請求項 8】 前記インダクティブ回路は、モノリシック集積回路の一部として形成されたインダクタおよびキャパシタの並列共振回路であることを特徴とする請求項 6 に記載の周波数変換器。

【請求項 9】 前記並列共振回路の共振周波数は、前記局部発振信号の周波数の 2 倍以上であることを特徴とする請求項 8 に記載の周波数変換器。

【請求項 10】 前記並列共振回路の共振周波数 ( $\omega$ ) は、略 ( $3\omega_1 \pm \omega_2$ ) [ $\omega_1$ : 前記局部発振信号の周波数,  $\omega_2$ : 前記電流スイッチ回路から出力される信号の周波数] とすることを特徴とする請求項 8 に記載の周波数変換器。

【請求項 11】 前記並列共振回路の共振周波数 ( $\omega$ ) は、略 ( $2\omega_1 \pm \omega_2$ ) [ $\omega_1$ : 前記局部発振信号の周波数,  $\omega_2$ : 前記電流スイッチ回路から出力される信号の周波数] とすることを特徴とする請求項 8 に記載の周波数変換器。

【請求項 12】 前記相互コンダクタンス回路、前記電流スイッチ回路および前記電力整合回路をそれぞれ 2 つずつ並列に接続して構成されたダブルバランスミキサであることを特徴とする請求項 1～11 のいずれか一つに記載の周波数変換器。

【請求項 13】 並列に接続された前記相互コンダクタンス回路に共通に接続されたテール電流源を備えたことを特徴とする請求項 12 に記載の周波数変換器。

【請求項 14】 前記請求項 1～13 のいずれか一つに記載の周波数変換器を、無線部の送信側もしくは受信側の周波数変換のために備えることを特徴とし

た無線送受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、周波数変換器における高利得化および低雑音化に関する。

【0002】

【従来の技術】

近年、無線端末の開発が盛んに行われており、無線端末の小型化、低価格化が進んでいる。小型化、低価格化の双方を満たす、無線端末用無線アナログ部の実現手法の一つに、無線アナログ回路をIC（集積回路）で製造することがあげられる。無線アナログ回路の一つである周波数変換器をICで製造する際、一般に用いられる回路はシングルバランストミキサおよびダブルバランストミキサである（例えば、非特許文献1参照）。

【0003】

しかし、非特許文献1に記載されているようなミキサでは、駆動部（driver stage）のインピーダンスと電流スイッチ部（switching pair）のインピーダンスはともにキャパシティブ（ $-jX$ ： $X$ は正数）であるため、電力整合条件はとれないとの問題がある。このため、この構成の周波数変換器の利得が劣化してしまっていた。

【0004】

【非特許文献1】

K. L. Fong and R. G. Meyer, " Monolithic RF Active Mixer Design", IEEE Transaction on circuit and systems--II: Analog and digital signal processing, vol. 46, No. 3, March 1999, pp.231-239.

【0005】

【発明が解決しようとする課題】

本発明は、上述のような従来の周波数変換器の問題点に鑑みてなされたもので、上述したシングルバランストミキサおよびダブルバランストミキサの利得を上げると共に低雑音化が可能な周波数変換器及びこれを用いた無線送受信機を提供

することを目的とする。

【 0 0 0 6 】

【課題を解決するための手段】

この課題を解決するために、相互コンダクタンス増幅部 S G 1 の出力端（トランジスタ Q 1 のコレクタ端子）と電流スイッチ部 S G 2 の入力端子（トランジスタ Q 2、Q 3 のエミッタ端子）との間に I C で製造できるインダクタ、キャパシタを用いた電力整合回路を挿入する。また、簡易的な手法として、インダクタまたはインダクタとキャパシタから成る並列共振回路を挿入する。

【 0 0 0 7 】

【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。図 1 は、本発明の一実施形態の構成を示すものであり、トランジスタ Q 1 からなる相互コンダクタンス増幅器とトランジスタ Q 2、Q 3 からなる電流スイッチとの間に、I C（集積回路）で製造可能なキャパシタまたはインダクタを用いた電力整合回路 1 0 を接続した構成である。図 1 において、入力信号  $V_{in}$  を R F 信号とし、出力信号  $V_{out}$  を I F 信号とした場合の周波数変換器すなわちダウンコンバータの動作について以下に説明する。

【 0 0 0 8 】

入力信号  $V_{in}$  がトランジスタ Q 1 のベース端子に入力される。トランジスタ Q 1 は相互コンダクタンス増幅器として動作し、ベース端子に入力された  $V_{in}$  に比例した電流  $I_{in}$  をコレクタ端子から出力する。

【 0 0 0 9 】

上記した電流  $I_{in}$  は電力整合回路 1 0 を介してトランジスタ Q 2、Q 3 からなる電流スイッチに入力される。電流スイッチでは、局部発振信号  $LO_{in}$  がトランジスタ Q 2、Q 3 のベース端子に入力され、局部発振信号  $LO_{in}$  の極性によりトランジスタ Q 2 または Q 3 が導通、遮断する。すなわち、トランジスタ Q 2 のベース電位がトランジスタ Q 3 のベース電位より高いとき、トランジスタ Q 2 が導通しトランジスタ Q 1 に流れる電流が全てトランジスタ Q 2 に流れ、トランジスタ Q 3 のベース電位が Q 2 のベース電位より高いとき、Q 3 が導通し Q 1 に流れ

る電流が全てトランジスタQ3に流れる。

【0010】

RF信号の角周波数を $\omega_{RF}$ 、 $I_{in}$ を $\cos(\omega_{RF}t)$ 、局部発振信号 $LO_{in}$ の角周波数を $\omega_{LO}$ 、局部発振信号 $LO_{in}$ を $\cos(\omega_{LO}t)$ とした場合の、トランジスタQ2のコレクタに流れる電流からトランジスタQ3のコレクタに流れる電流の差電流 $I_{out}$ は、

【数1】

$$\begin{aligned} I_{out} &= k \cdot \cos(\omega_{RF}t) \cdot \cos(\omega_{LO}t) \\ &= \frac{k}{2} \cdot \{ \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO}) \cdot t + \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO}) \cdot t \} \end{aligned} \quad (1)$$

と表される。ここで、 $k$ は比例定数である。角周波数 $(\omega_{RF} - \omega_{LO})$ の成分が所望のIF出力信号であり、角周波数 $(\omega_{RF} + \omega_{LO})$ の成分が不要波となる。電流スイッチに流れる電流は抵抗101、102により電圧に変換され、出力電圧 $V_{out}$ を得る。

【0011】

ここで、図1のシングルバランストミキサにおいて、トランジスタQ2、Q3のエミッタとトランジスタQ1のコレクタと直列接続した電力整合回路10との間の接続点(ノードN1)を中心にして、このシングルバランストミキサを図示するように相互コンダクタンス増幅部SG1と電流スイッチ部SG2に分ける。ノードN1から相互コンダクタンス増幅部SG1をみたインピーダンス $Z_{gm}$ は、図2(a)に示すように、近似的にトランジスタQ1のコレクタからみた出力抵抗111とコレクタに寄生するキャパシタ112が並列接続されたインピーダンスで表される。

【0012】

出力抵抗111の抵抗値を $R_{gm}$ とし、キャパシタ112の容量値を $C_{gm}$ とすると、 $Z_{gm}$ は、

【数 2】

$$Z_{gm} \approx \frac{1}{j\omega C_{gm} + \frac{1}{R_{gm}}} = \frac{R_{gm} - j\omega C_{gm} R_{gm}^2}{1 + \omega^2 C_{gm}^2 R_{gm}^2} \quad (2)$$

と表される。

【0 0 1 3】

ここで、角周波数  $\omega_{RF}$  での  $C_{gm}$  と  $R_{gm}$  の関係は、

【数 3】

$$1 < \omega_{RF} C_{gm} R_{gm} \quad (3)$$

となる。

【0 0 1 4】

このとき、 $Z_{gm}(\omega_{RF})$  は

【数 4】

$$Z_{gm}(\omega_{RF}) = \frac{1}{\omega_{RF} C_{gm}} \cdot \frac{1}{\omega_{RF} C_{gm} R_{gm}} - j \cdot \frac{1}{\omega_{RF} C_{gm}} \quad (4)$$

と近似できる。

【0 0 1 5】

これから、虚数部は寄生キャパシタによるインピーダンス成分がそのまま反映されたものであるが、実数部の値は寄生キャパシタによる成分を実数に置き換えた値よりも小さい値をとる。

【0 0 1 6】

一方、図 1 のシングルバランストミキサにおいて、ノード N 1 から電流スイッチ部 S G 2 をみたインピーダンス  $Z_{sw}$  は、図 2 (b) に示すように、近似的にトランジスタ Q 2、Q 3 の共通エミッタ端子からみた抵抗 1 2 1 とトランジスタ Q 2、Q 3 の共通エミッタに寄生するキャパシタ 1 2 2 が並列接続されたインピーダンスで表される。抵抗 1 2 1 は熱電圧  $V_T$  (例えば 2 6 mV) をトランジスタ



Q 2、Q 3 に流れる電流和、すなわちトランジスタ Q 1 に流れる電流  $I_{in}$  で除算した  $V_T / I_{in}$  となり、一般に低抵抗となる。また、寄生キャパシタ 1 2 2 は主にトランジスタ Q 2、Q 3 のベース、エミッタ間容量  $C_{be}$  の和となる。

【 0 0 1 7 】

抵抗 1 2 1 の抵抗値を  $R_{sw}$  とし、キャパシタ 1 2 2 の容量値を  $C_{sw}$  とすると、電流スイッチの入力インピーダンス  $Z_{sw}$  は、

【数 5】

$$Z_{sw} = \frac{1}{j\omega C_{sw} + \frac{1}{R_{sw}}} = \frac{R_{sw} - j\omega C_{sw} R_{sw}^2}{1 + \omega^2 C_{sw}^2 R_{sw}^2} \quad (5)$$

と表される。

【 0 0 1 8 】

一般に、 $R_{sw}$  が小さいため、角周波数  $\omega_{RF}$  において、 $C_{sw}$  と  $R_{sw}$  の関係は、  
【数 6】

$$1 > \omega_{RF} C_{sw} R_{sw} \quad (6)$$

となる。

【 0 0 1 9 】

このとき、 $Z_{sw}$  は、

【数 7】

$$Z_{gm} = R_{sw} - jR_{sw} \cdot \omega_{RF} C_{sw} R_{sw} \quad (7)$$

と近似できる。

【 0 0 2 0 】

これから、実数部は寄生抵抗がそのまま反映されたものであるが、虚数部の値は寄生抵抗による成分を虚数に置き換えた値よりも小さい値をとる。

【 0 0 2 1 】

電力伝送を最大にするには、この場合、 $Z_{gm} = Z_{sw}^*$  の条件を満たすことである。ここで、 $*$  は共役複素数を表す。なお、この場合の電力整合はトランジスタ

Q 2、Q 3 からなる電流スイッチ部 S G 2 の入力インピーダンスが規定されているのでトランジスタ Q 2、Q 3 へ注入される電流を最大にすることになり、周波数変換器の利得を高める手法と等価である。

#### 【 0 0 2 2 】

図 3 は図 1 で示した電力整合回路 1 0 の具体的な一実施形態の例を示す図である。電力整合回路の構成は複数あるが、ここで示したものは、トランジスタ Q 1 のコレクタ端子と接地間に I C 上で製造できるキャパシタ 1 1 を接続し、トランジスタ Q 1 のコレクタ端子とトランジスタ Q 2、Q 3 の共通エミッタ端子間に I C 上で製造できるインダクタ 1 3 を接続し、トランジスタ Q 2、Q 3 の共通エミッタ端子と接地間に I C 上で製造できるキャパシタ 1 2 を接続するものである。この電力整合回路 1 0 の素子値を選ぶことにより、ノード N 1 から相互コンダクタンス増幅部 S G 1 をみた実数部を  $R_{sw}$  に近づけるとともに、ノード N 1 から相互コンダクタンス増幅部 S G 1 をみた虚数部を  $+j R_{sw} \cdot \omega_{RF} C_{sw} R_{sw}$  に近づけることができる。

#### 【 0 0 2 3 】

図 4 はトランジスタ Q 1 のコレクタ端子と Q 2、Q 3 の共通エミッタ端子間にインダクティブ素子を挿入した本発明に係わる一実施形態である。ここで、インダクティブ素子 ( $j X$ ) はトランジスタ Q 1 に入力される信号の周波数帯においてインダクティブ素子として動作するものであり、必ずしも全ての周波数帯でインダクティブ素子として動作することは問わない。図 1 に示した構成と異なるところは、電力整合回路 1 0 をインダクティブ素子 ( $j X$  :  $X$  は正数) に置き換えた点である。

#### 【 0 0 2 4 】

したがって、図 4 におけるノード N 1 から相互コンダクタンス増幅部 S G 1 をみたインピーダンス  $Z_{gmX}$  は

【数 8】

$$Z_{gmX} = \frac{1}{\omega_{RF} C_{gm}} \cdot \frac{1}{\omega_{RF} C_{gm} R_{gm}} + j \cdot \left( X - \frac{1}{\omega_{RF} C_{gm}} \right) \quad (8)$$

となる。

【0025】

例えば、 $X > 1 / (\omega_{RF} C_{gm})$  と選べば、 $Z_{gmX}$  の虚数部はインダクティブとなり、電力整合点に近づくことがわかる。本手法は、相互コンダクタンス増幅器であるトランジスタQ1から電流スイッチを構成するトランジスタQ2、Q3への電力伝送を最大とするものではないが、従来に比べて伝送される電力が大きくなるので、本発明の目的である高利得化の主旨に合致するものである。

【0026】

図4において、インダクティブ素子の実現方法としてIC上で製造できるインダクタ31を用いた一実施形態の構成を図5に示す。

【0027】

また、図4において、インダクティブ素子の実現手法としてIC上で製造できるインダクタ41とキャパシタ42の並列共振回路を用いた一実施形態の構成を図6に示す。

【0028】

インダクタ41のインダクタンスを $L_x$ とし、キャパシタ42の容量値を $C_x$ とすると、これらインダクタ41とキャパシタ42から構成される並列共振回路のインピーダンス $Z_x$ は、

【数9】

$$Z_x = j \cdot \frac{1}{\frac{1}{\omega L_x} - \omega C_x} \quad (9)$$

と表される。

【0029】

これから、インダクタ41とキャパシタ42の並列共振回路は、共振周波数 $\omega_x = 1 / (L_x C_x)^{1/2}$ より小さい周波数に対してはインダクティブ素子となることがわかる。よって、トランジスタQ1に入力される周波数 $\omega_{RF}$ を共振周波数 $\omega_x$ より小さくすることで、電流スイッチQ2、Q3へ伝送される電力が図1に示した回路に比べて大きくなる。すなわち、周波数変換器の利得を高めることがで

きる。

【0030】

この場合、ノードN1から相互コンダクタンス増幅部SG1をみたインピーダンス $Z_{gmX}$ は、

【数10】

$$Z_{gmX} = \frac{1}{\omega_{RF} C_{gm}} \cdot \frac{1}{\omega_{RF} C_{gm} R_{gm}} + j \cdot \left\{ \frac{1}{\frac{1}{\omega_{RF} L_x} - \omega_{RF} C_x} - \frac{1}{\omega_{RF} C_{gm}} \right\} \quad (10)$$

となる。周波数 $\omega_{RF}$ において、 $1 / \{ 1 / (\omega_{RF} L_x) - \omega_{RF} C_x \}$ は正の値をとるので、周波数変換器の利得を高めることができる。

【0031】

次に、本発明を用いることにより、周波数変換器の利得向上のほかに低雑音化を達成できることについて述べる。図7は、周波数変換器の局部発振信号 $LO_{in}$ のスペクトル(LO)、所望のIF信号帯域に周波数変換されるRF信号の帯域のスペクトル(RF)、および周波数変換された所望のIF信号帯域を示す。所望のIF信号の帯域に周波数変換されるRF信号帯域は、局部発振信号 $LO_{in}$ の周波数を $\omega_{L0}$ とすると、 $\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $\omega_{L0} - \omega_{IF}$ の他に $\omega_{L0}$ の高調波成分に起因する $2\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $2\omega_{L0} - \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$ 、 $4\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $4\omega_{L0} - \omega_{IF}$ 、 $n\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $n\omega_{L0} - \omega_{IF}$ 、( $n=5$ 以上の整数)が存在する。シングルバランストミキサの局部発振信号 $LO_{in}$ は差動信号であるので、局部発振信号 $LO_{in}$ の高調波成分のうち、一般に最も大きいのは3次高調波である $3\omega_{L0}$ 成分である。相互コンダクタンス増幅器であるトランジスタQ1から出力される雑音において、 $3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$ の帯域の雑音を小さくすることにより、局部発振信号 $LO_{in}$ の $3\omega_{L0}$ 成分により周波数変換される雑音が小さくなる。すなわち、トランジスタQ1から出力される $3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$ の雑音を抑圧することにより周波数変換器の雑音特性を向上することができる。

【0032】

本発明に係わる図 1、図 3 に示した電力整合回路を用いることにより、所望の R F 周波数  $\omega_{RF} = \omega_{L0} + \omega_{IF}$  または  $\omega_{L0} - \omega_{IF}$  においてトランジスタ Q 2、Q 3 からなる電流スイッチへ伝送される電力を最大にし、それ以上およびそれ以下の周波数では伝送される電力は小さくなる。したがって、 $\omega = 3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$  の雑音成分は所望の R F 信号帯域に比べ抑圧されて電流スイッチ部へ伝達されるので、本発明により低雑音化が図れる。

## 【 0 0 3 3 】

同様に、図 4、図 5、図 6 に示した所望な R F 信号帯域でインダクティブ素子となる回路を挿入する本提案の回路についても、 $\omega = 3\omega_{L0} + \omega_{IF}$ 、 $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$  の雑音成分を所望の R F 信号帯域に比べ抑圧して電流スイッチ部へ伝送できるので、低雑音化が実現できる。さらに、図 6 においては、インダクタ 4 1 とキャパシタ 4 2 の並列共振回路の共振周波数  $\omega_X$  を  $3\omega_{L0} + \omega_{IF}$  または  $3\omega_{L0} - \omega_{IF}$  とすることにより、この周波数では雑音成分の伝達が無限小になり、低雑音性に優れた特性が得られる。

## 【 0 0 3 4 】

即ち、並列共振回路の共振周波数 ( $\omega$ ) は、略  $(3\omega_1 \pm \omega_2)$  [ただし、 $\omega_1$  : 局部発振周波数、 $\omega_2$  : 所望の出力周波数] とすることにより、低雑音特性が得られる。なお  $(3\omega_1 \pm \omega_2)$  が望ましいが、設計上許容する範囲での誤差は構わない。

## 【 0 0 3 5 】

なお、この場合でも、所望の R F 信号帯域ではインダクティブ素子として動作するため、利得向上が図れることは言うまでもない。

## 【 0 0 3 6 】

また、図 6 において、インダクタ 4 1 とキャパシタ 4 2 の並列共振回路の共振周波数  $\omega_X$  を  $2\omega_{L0}$  以下にしても、周波数変換器の高利得化、低雑音化は原理的には得られるが、それ以下にすることは得策ではない。すなわち、I C 上での製造ばらつきにより、共振周波数  $\omega_X$  の精度が劣化するためであり、結果的に設計で見込まれた高利得化および低雑音化が得られなくなるためである。

## 【 0 0 3 7 】

以下、この製造ばらつきが主にキャパシタの容量値の絶対ばらつきにより生じるものとして、キャパシタの容量値のばらつきに対する並列共振回路のインピーダンス  $Z_x$  のばらつきについて説明する。

【 0 0 3 8 】

一般に、I F 周波数は局部発振信号  $L O_{in}$  の周波数に比べて小さいので、ここでは説明を簡単にするため、 $2 \omega_{L0} + \omega_{IF} \doteq 2 \omega_{L0}$  または  $2 \omega_{L0} - \omega_{IF} \doteq 2 \omega_{L0}$  と仮定する。インダクタ 4 1 とキャパシタ 4 2 の並列共振回路の共振周波数は式 ( 9 ) より  $\omega_x = 1 / (L_x C_x)^{1/2}$  である。キャパシタ 4 2 の容量値を、ばらつきを含めて  $C_x (1 + y)$  とする。

【 0 0 3 9 】

このときの共振周波数は

【数 1 1】

$$\omega_x = \frac{1}{\sqrt{L_x C_x (1 + y)}} \approx \frac{1 - \frac{y}{2}}{\sqrt{L_x C_x}}$$

と近似できる。

【 0 0 4 0 】

R F 周波数として、この共振周波数の整数分の 1 (すなわち、 $1 / N$ ) を用いる場合、R F 周波数は

【数 1 2】

$$\omega_{RF} \approx \frac{1 - \frac{y}{2}}{N \sqrt{L_x C_x}}$$

となる。

【 0 0 4 1 】

周波数  $\omega_{RF}$  における共振器のインピーダンス  $Z_x$  は

【数 1 3】

$$Z_x(\omega_{RF}) \approx \frac{j}{(N - \frac{1}{N}) \sqrt{\frac{C_x}{L_x}} \cdot \left\{ 1 + \frac{y}{2} \cdot \frac{N + \frac{1}{N}}{N - \frac{1}{N}} \right\}} \quad (11)$$

となる。

【0 0 4 2】

N は共振周波数と R F 周波数の比を表しており、N を大きくすると、容量値のばらつき y に対する  $Z_x$  の変化分が小さくなることがわかる。例えば、N = 2 の場合、 $(N + 1/N) / (N - 1/N) = 1.67$  であり、N = 5 の場合、 $(N + 1/N) / (N - 1/N) = 1.08$  となる。よって、容量値のばらつきによる感度を下げるには、N を大きくするのがよい。

【0 0 4 3】

容量値のばらつきを最大 0.5 とすると、すなわち、 $y = 0.5$  とすると、N = 2 のとき、 $Z_x = 0.7 Z_{x0}$  となる。ここで、 $Z_{x0}$  は  $y = 0$  としたときの並列共振回路のインピーダンスを表す。一方、 $y = -0.5$  とすると、 $Z_x = 1.7 Z_{x0}$  となる。したがって、ばらつきのない並列共振回路のインピーダンス  $Z_{x0}$  に比べて 2 倍以下のインピーダンスが得られることがわかる。N を 2 以下にすると、ばらつきのない並列共振回路のインピーダンス  $Z_{x0}$  に比べて 2 倍以上変化することがあるため、期待された高利得化および低雑音化が達成できなくなる。このため、ばらつきを考慮すると、並列共振回路の共振周波数は R F 周波数の 2 倍以上にするのがよい。なお、一般に I C の設計においては、設計マージンとして 2 倍以下のばらつきを考慮するのが通例である。

【0 0 4 4】

また、I C 内で製造できるインダクタは個別部品に比べて Q 値が低いため、共振回路の周波数特性は急峻ではない。これは、I C 上で製造できる配線抵抗が高いために生じる。本提案は、不要な高調波から周波数変換される雑音の低減を目的のひとつとしており、雑音の低減が図れれば、必ずしも共振周波数を 1 点に特

定する必要はない。I Cで製造できる共振回路の周波数特性が急峻ではないことを利用して、共振回路の共振周波数を $(2\omega_1 - \omega_2)$ から $(3\omega_1 - \omega_2)$ の帯域内〔ただし、 $\omega_1$ ：局部発振周波数、 $\omega_2$ ：所望の出力周波数〕にある周波数に設定しても、雑音の低減は可能である。ただし、この場合、周波数変換される除去すべき雑音の帯域に共振周波数がないため、合わせた場合に比べて雑音特性は劣化する。しかしながら、共振回路を付加しない場合に比べて良好な雑音特性が得られる。

## 【 0 0 4 5 】

図 8 は、本発明に係わる図 6 の周波数変換器をダブルバランス構成にした周波数変換器を示す。図 6 との違いは、トランジスタ Q 4 による相互コンダクタンス増幅器、L C 共振回路、トランジスタ Q 5 と Q 6 からなる電流スイッチトランジスタが、トランジスタ Q 1 による相互コンダクタンス増幅器、L C 共振回路、トランジスタ Q 2 と Q 3 からなる電流スイッチトランジスタと並列に接続されている点である。ただし、トランジスタ Q 1 のベースに入力される信号 $+V_{in}$ と逆相の信号 $-V_{in}$ がトランジスタ Q 4 のベースに入力される。また、トランジスタ Q 2 と Q 6 のベース、トランジスタ Q 3 と Q 5 のベース、トランジスタ Q 2 と Q 5 のコレクタ、およびトランジスタ Q 3 と Q 6 のコレクタが、各々共通に接続されている。この構成により、入力信号を差動信号としても、低雑音および高利得な周波数変換器を実現できる。

## 【 0 0 4 6 】

図 9 は、本発明に係わる図 8 の周波数変換器において、トランジスタ Q 1 と Q 4 からなる相互コンダクタンスを、電流源 5 0 をテール電流とし差動ペアをトランジスタ Q 1 と Q 4 とする差動増幅器により具現化した周波数変換器を示す。本回路は、同様に、低雑音および高利得な周波数変換器を実現できるものである。

## 【 0 0 4 7 】

以上の説明では、主に受信用周波数変換器について述べたが、本発明は送信用周波数変換器についても同様に適用できる。この場合、相互コンダクタンス増幅器は I F 周波数となるが、共振器の共振周波数は I F 周波数の 2 倍以上であればよいことになる。送信用周波数変換器の出力角周波数を $\omega_{L0} + \omega_{IF}$ とする場合、



局部発振信号  $L O_{in}$  の 3 次高調波である  $3 \omega_{L0}$  により角周波数  $\omega_{L0} + \omega_{IF}$  に変換される周波数成分は角周波数  $2 \omega_{L0} - \omega_{IF}$  の成分である。このため、相互コンダクタンス増幅器であるトランジスタと電流スイッチ部との間に挿入する共振器の共振角周波数は  $2 \omega_{L0} - \omega_{IF}$  とすると優れた雑音特性が得られる。一方、出力角周波数を、 $\omega_{L0} - \omega_{IF}$  とする場合、 $3 \omega_{L0}$  により出力角周波数  $\omega_{L0} - \omega_{IF}$  に変換される角周波数成分の 1 つは  $2 \omega_{L0} + \omega_{IF}$  であるため、共振器の共振角周波数を  $2 \omega_{L0} + \omega_{IF}$  とすると優れた雑音特性が得られる。

【 0 0 4 8 】

並列共振回路の共振周波数 ( $\omega$ ) は、略  $(2 \omega_1 \pm \omega_2)$  [ただし、 $\omega_1$ : 局部発振周波数、 $\omega_2$ : 所望の入力周波数] とすればよい。 $\omega = (2 \omega_1 \pm \omega_2)$  が望ましいが、設計上許容する範囲での誤差は構わない。

【 0 0 4 9 】

本発明による周波数変換器が適用できる応用システムの例として、携帯電話機やその他の移動無線通信機器における無線送受信機回路について説明する。図 10 は、ヘテロダイン方式による無線送受信機の無線部の回路構成を示している。なお、ここでは、送受の切り替えを時分割で行なう TDD (Time Division Duplex) 方式を例として説明するが、これに限るものではない。

【 0 0 5 0 】

送信時には、送信側ベースバンド処理部 61 からその送信側ベースバンド処理部 61 内のベースバンド信号発生部 (図示せず) で発生された直交した二つのベースバンド信号  $I_{ch}(TX)$ 、 $Q_{ch}(TX)$  が適当な帯域制限フィルタにより処理されて出力される。これらのベースバンド信号  $I_{ch}(TX)$ 、 $Q_{ch}(TX)$  は乗算器 62a、63a と加算器 64 からなる直交変調器に入力され、周波数  $f_{L02}$  の第 2 局部発振信号を変調する。第 2 局部発振信号は第 2 局部発振器 70 で発生され、90 度移相器 71a により直交した二つの信号に分割されて直交変調器に入力される。

【 0 0 5 1 】

この直交変調器から出力される変調後の信号は IF 信号であり、可変利得増幅器 65 に入力される。可変利得増幅器 65 は、図示されない制御系からの利得可

変信号に従って入力された I F 信号を適当な信号レベルに調節する。

【 0 0 5 2 】

可変利得増幅器 6 5 から出力される I F 信号は、一般に直交変調器および可変利得増幅器 6 5 で発生する不要な高調波を含むため、この不要成分を除去するためのローパスフィルタまたはバンドパスフィルタ F I L 1 を介して本発明に係わるアップコンバータ U P C O N に入力される。

【 0 0 5 3 】

本発明に係わるアップコンバータ U P C O N は、I F 信号と第 1 局部発振器 8 0 で発生される周波数  $f_{L01}$  の第 1 局部発振信号との乗算を行い、周波数  $f_{L01} + f_{L02}$  の R F 信号と周波数  $f_{L01} - f_{L02}$  の R F 信号を生成する。これら二つの R F 信号のいずれか一方が所望波とされ、一方は不要なイメージ信号である。ここでは、周波数  $f_{L01} + f_{L02}$  の R F 信号を所望波とするが、周波数  $f_{L01} - f_{L02}$  の R F 信号を所望波としてもよい。

【 0 0 5 4 】

イメージ信号は、イメージ除去フィルタ F I L 2 により除去される。所望波は電力増幅器 P A により所要の電力レベルまで増幅された後、送受切り替えスイッチ 6 6 を介してアンテナ A N T に供給され、電波として放射される。

【 0 0 5 5 】

一方、受信時には、アンテナ A N T から出力される受信 R F 信号が送受切り替えスイッチ 6 6 およびバンドパスフィルタ F I L 3 を介して低雑音増幅器 L N A に入力される。低雑音増幅器 L N A により増幅された受信 R F 信号は、イメージ除去フィルタ F I L 4 を介して本発明に係わるダウンコンバータ D O W N C O N に入力される。

【 0 0 5 6 】

本発明に係わるダウンコンバータは、第 1 局部発振器 8 0 で発生される周波数  $f_{L01}$  の第 1 局部発振信号と受信 R F 信号の乗算を行い、受信 R F 信号を I F 信号に周波数変換する。

【 0 0 5 7 】

I F 信号はバンドパスフィルタ F I L 5 を通過した後、可変利得増幅器 6 7 を

介して分波器（図示せず）および乗算器 6 2 b, 6 3 b からなる直交復調器に入力される。

【 0 0 5 8 】

直交復調器には、送信部の直交変調器と同様に、周波数  $f_{L02}$  の直交した第 2 局部発振信号が入力される。この直交復調器の出力  $I_{ch}$  (RX) および  $Q_{ch}$  (RX) は受信部ベースバンド処理部 6 8 に入力され、受信信号が復調される。

【 0 0 5 9 】

なお、上述した周波数変換器では、バイポーラ型の NPN トランジスタで構成するとしたが、それらに替えて PNP トランジスタや MOS トランジスタを用いてもよい。

【 0 0 6 0 】

【発明の効果】

本発明によれば、シングルバランストミキサおよびダブルバランストミキサにおいて、消費電流を増加せずに、利得を高めることができ、しかも、低雑音化を達成できる周波数変換器及びこれを用いた無線送受信機が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明一実施形態において周波数変換器の高利得化を実現する概念図である。

【図 2】

図 1 に示した周波数変換器における電力整合条件を説明するための説明図である。

【図 3】

図 1 に示した周波数変換器の高利得化を実現する具体例を示す図である。

【図 4】

本発明一実施形態において周波数変換器の高利得化を実現する他の 1 つの概念図である。

【図 5】

図 4 で示した周波数変換器の高利得化を実現する具体例を示す図である。

【図 6】

図 4 で示した周波数変換器の高利得化を実現する他の 1 つの具体例を示す図である。

【図 7】

本発明において周波数変換される雑音を説明するための図である。

【図 8】

本発明一実施形態において周波数変換器の高利得化をダブルバランストミキサ構成によって実現する他の 1 つの概念図である。

【図 9】

図 8 で示したダブルバランストミキサ構成の周波数変換器を差動増幅器として実現する具体例を示す図である。

【図 1 0】

本発明に係る周波数変換器を用いた無線部の構成例を示す図である。

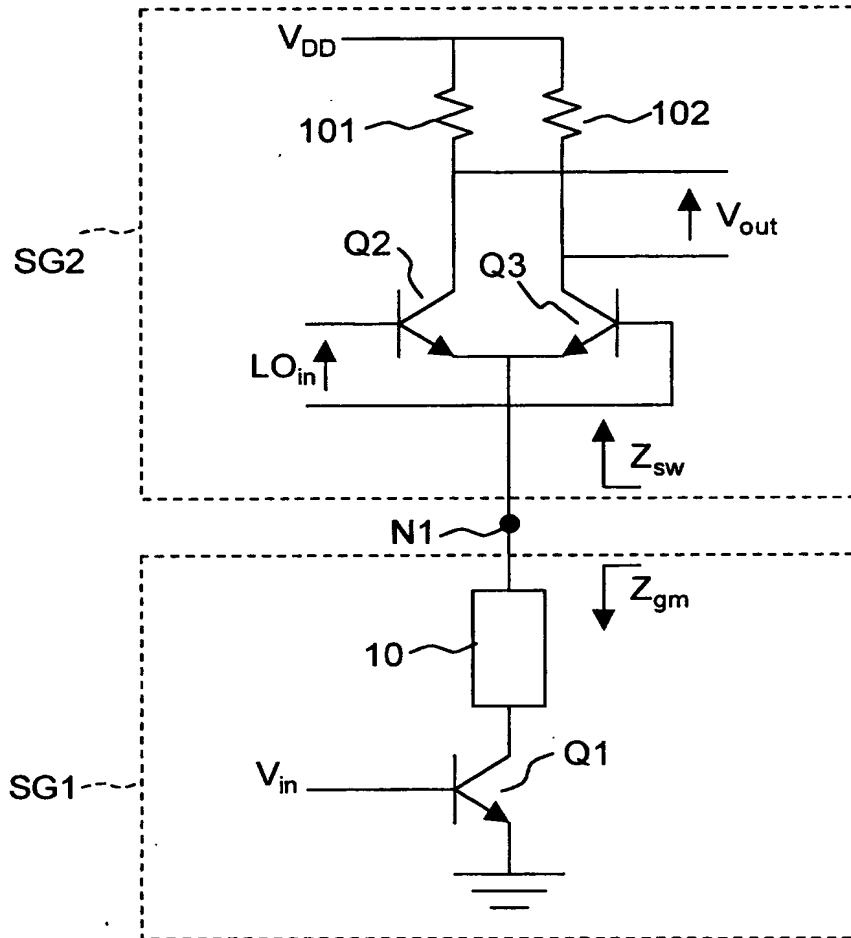
【符号の説明】

- 1 0, 2 0 電力整合回路
- 3 1, 4 1, 5 1 インダクタ
- 4 2, 5 2 キャパシタ
- 6 1 送信側ベースバンド処理部
- 6 2 a, 6 3 a 乗算器
- 6 2 b, 6 3 b 乗算器
- 6 4 加算器
- 6 5 可変利得増幅器
- 6 6 送受切り替えスイッチ
- 6 7 可変利得増幅器
- 6 8 受信部ベースバンド処理部
- 7 0 第 2 局部発振器
- 7 1 a 9 0 度移相器
- 8 0 第 1 局部発振器
- 1 0 1, 1 1 1, 1 2 1 抵抗
- Q 1 ~ Q 6 トランジスタ、

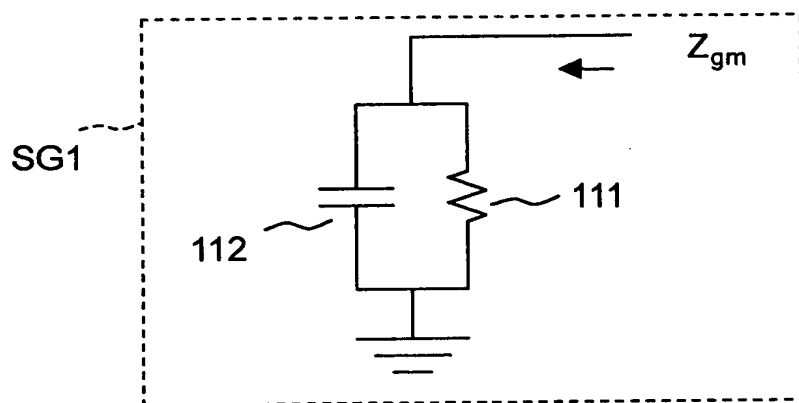
S G 1 相互コンダクタンス増幅部  
S G 2 電流スイッチ部  
A N T アンテナ  
L N A 低雑音増幅器  
F I L 1 ローパスフィルタまたはバンドパスフィルタ  
F I L 2 イメージ除去フィルタ  
F I L 3 バンドパスフィルタ  
F I L 4 イメージ除去フィルタ  
F I L 5 バンドパスフィルタ  
U P C O N アップコンバータ  
D O W N C O N ダウンコンバータ  
 $Z_{gm}$  相互コンダクタンス側をみたインピーダンス  
 $Z_{sw}$  電流スイッチ側をみたインピーダンス  
 $V_{in}$  入力信号  
 $V_{out}$  出力信号

【書類名】 図面

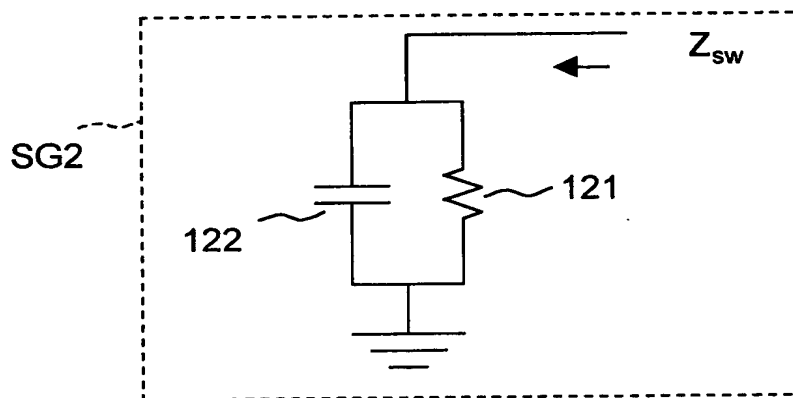
【図 1】



【図 2】

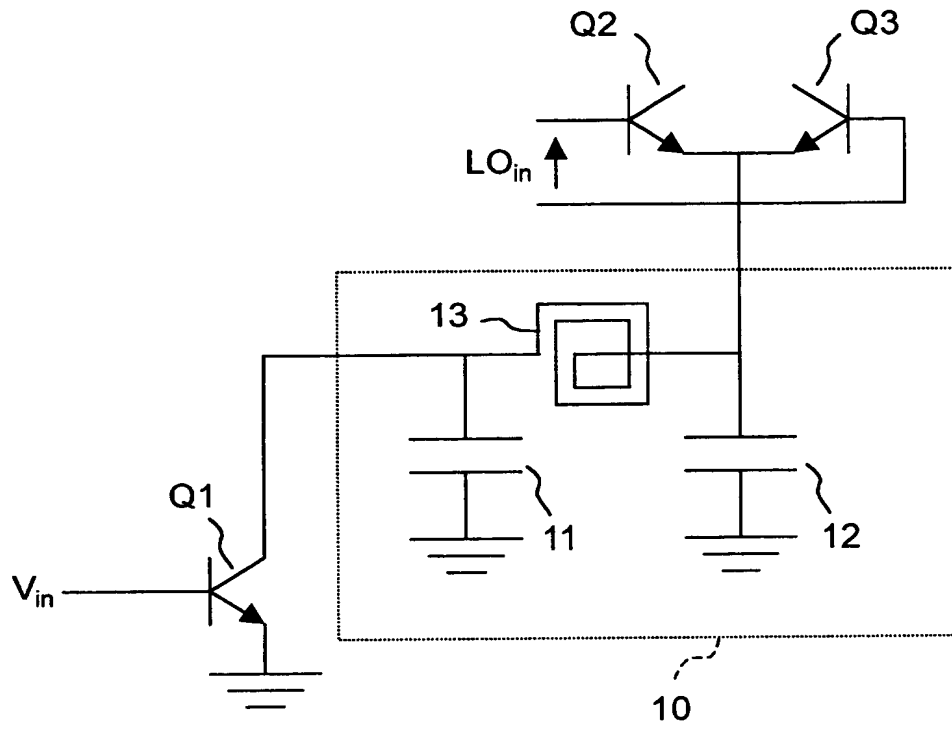


(a)



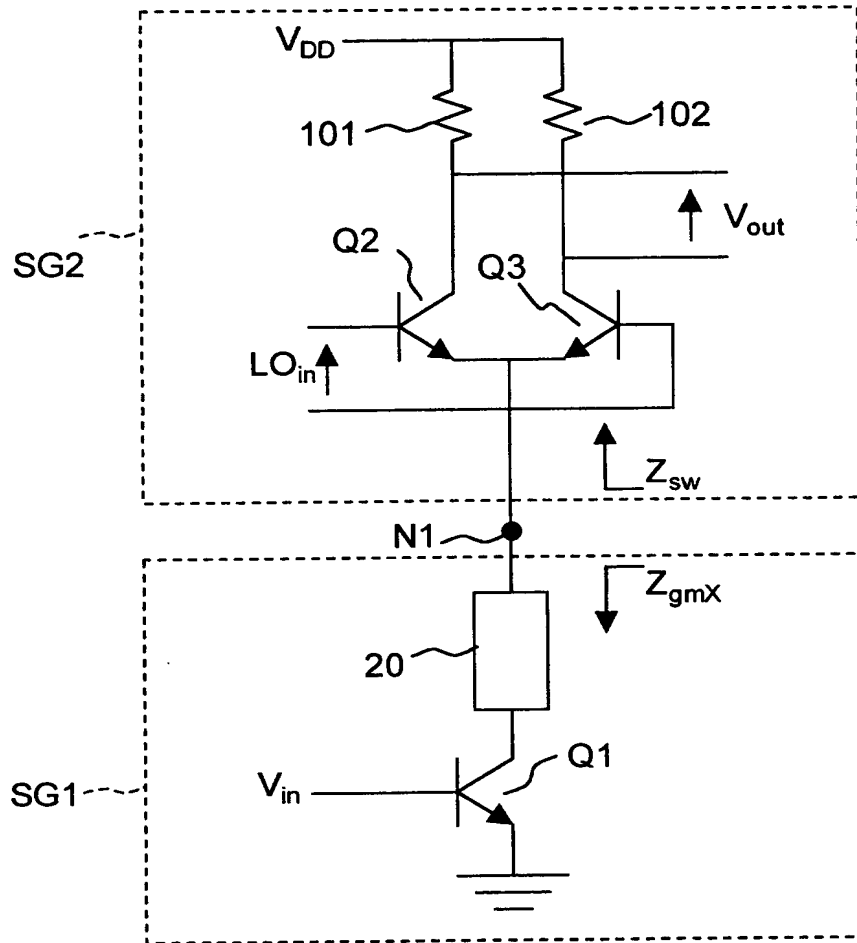
(b)

【図 3】

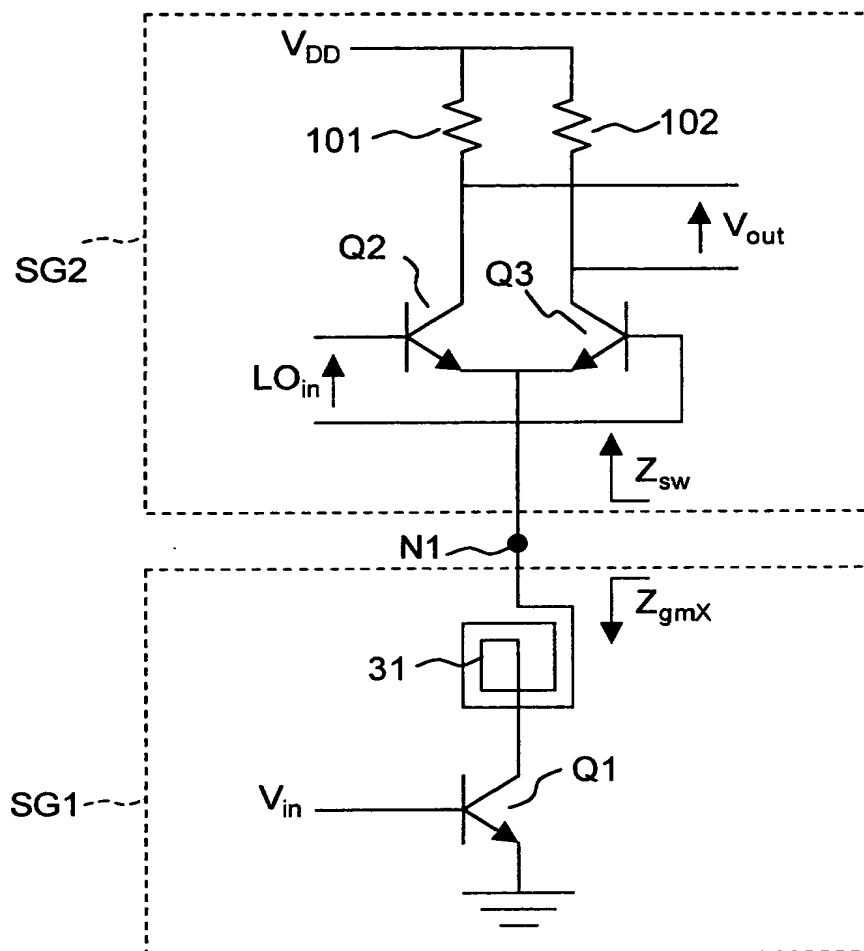




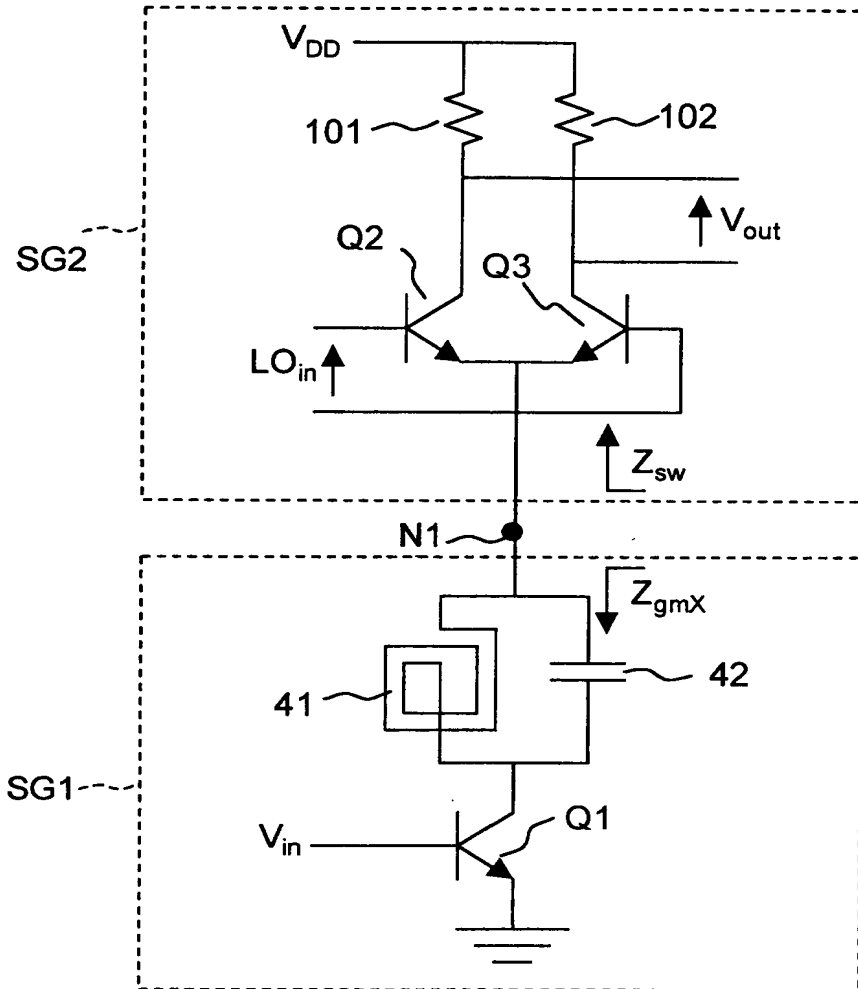
【図 4】



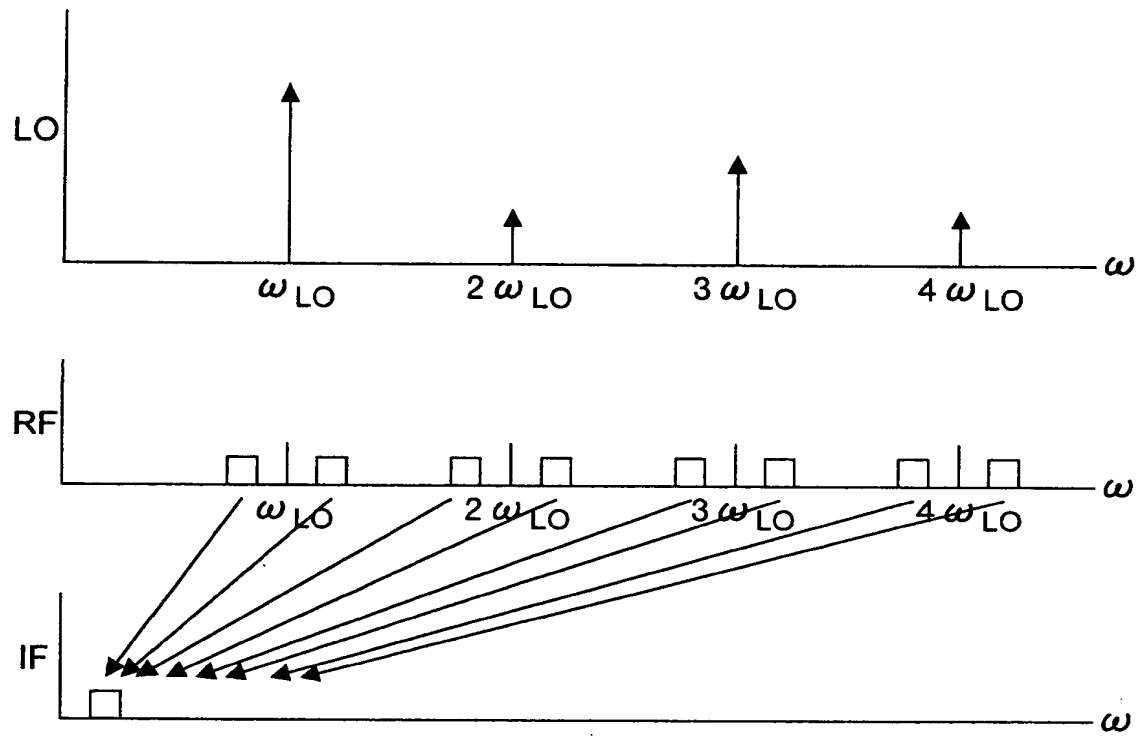
【図 5】



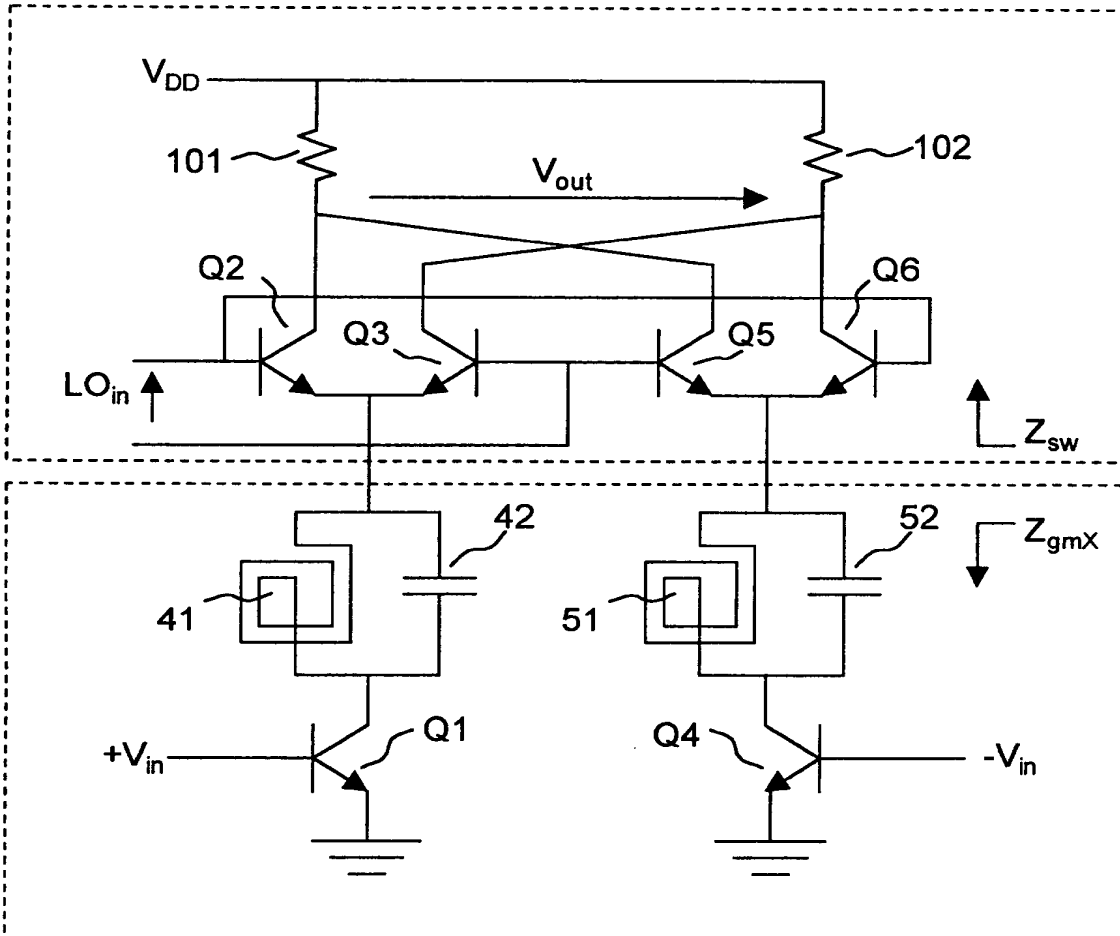
【図 6】



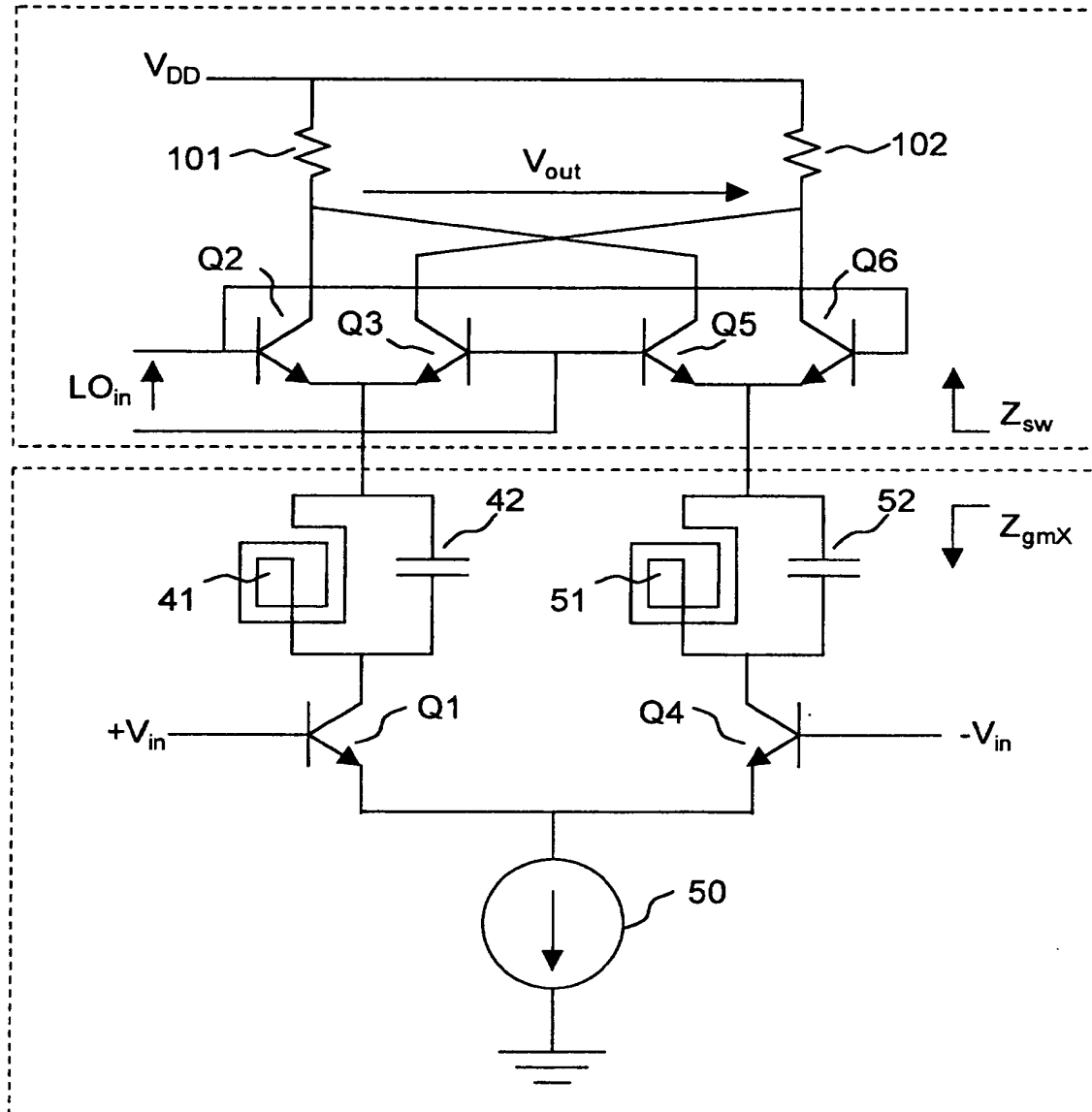
【図 7】



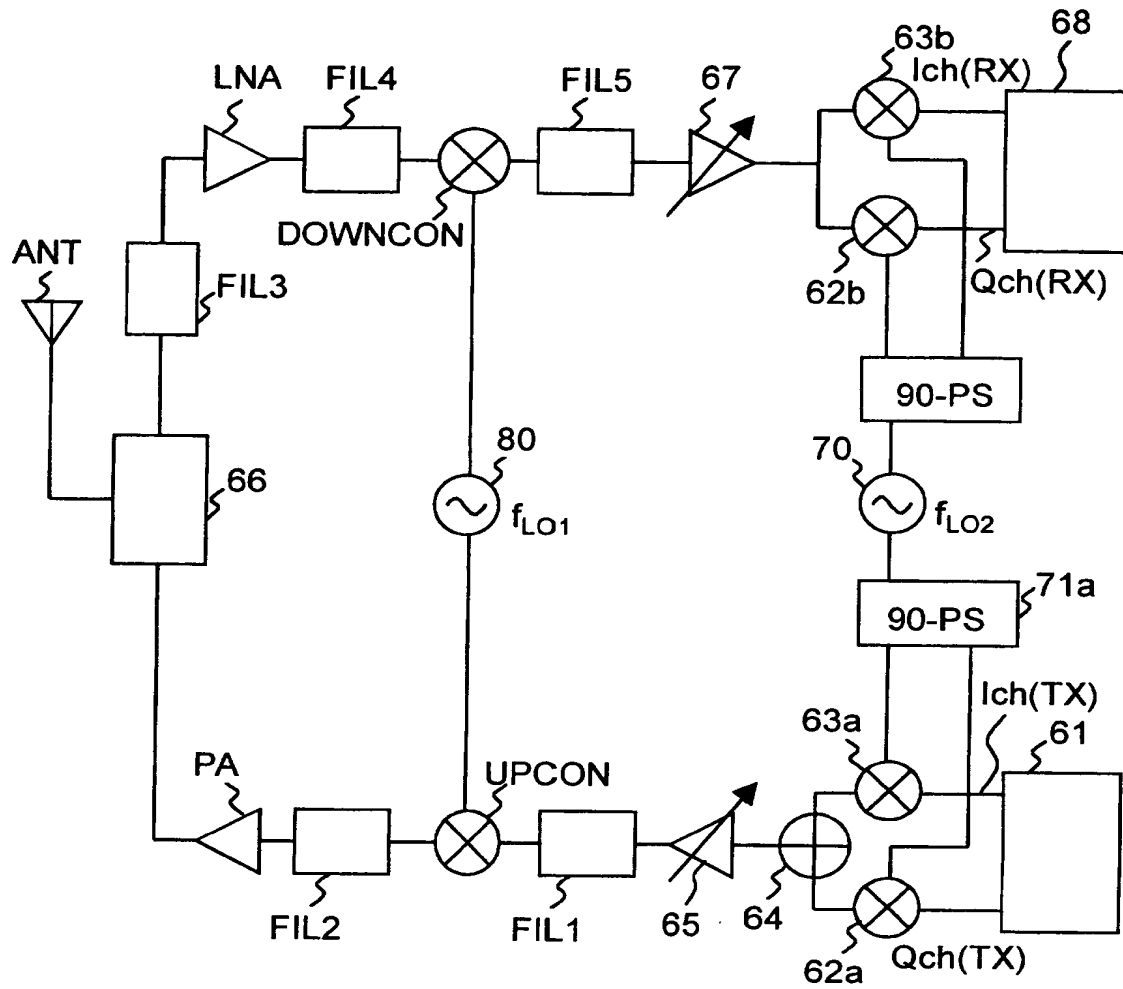
【図 8】



【図 9】



【図10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 利得を上げると共に低雑音化が可能な周波数変換器及びこれを用いた無線送受信機を提供すること消費電力を大きくせず、シングルバランストミキサおよびダブルバランストミキサの利得を上げること。

【解決手段】 相互コンダクタンス増幅器の出力端とスイッチ部の入力端子間にＩＣで製造できるインダクタ、キャパシタを用いた整合回路を挿入する。また、簡易的な手法として、インダクタまたはインダクタとキャパシタからなる並列共振回路を挿入する。

【選択図】 図 6



出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000003078]

1. 変更年月日	2003年 5月 9日
[変更理由]	名称変更
住 所	東京都港区芝浦一丁目1番1号
氏 名	株式会社東芝